

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 09-039810

(43)Date of publication of application : 10.02.1997

(51)Int.Cl. B62D 5/04
 B62D 6/00
 // B62D101:00
 B62D119:00
 B62D137:00

(21)Application number : 07-216515

(71)Applicant : NIPPON SEIKO KK

(22)Date of filing : 03.08.1995

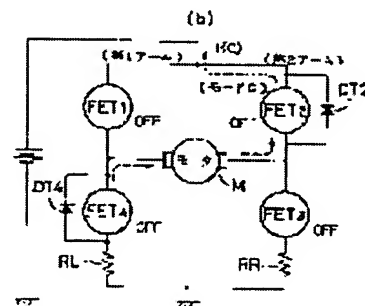
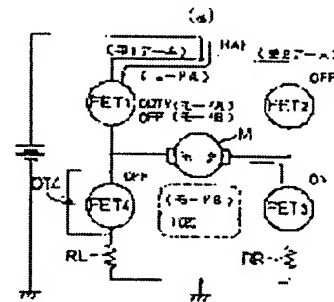
(72)Inventor : ITAKURA HIROSUKE
 ENDO SHUJI
 KOBAYASHI HIDEYUKI

(54) CONTROL DEVICE FOR ELECTRIC POWER STEERING DEVICE

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a driving means for suppressing the generation of oscillating current during the period of time of steering wheel-return in a motor control circuit of an electric power steering device using an H bridge circuit.

SOLUTION: FET 1 and FET 2 are concurrently and independently driven with a duty ratio D1 and a larger (long in time) duty ratio D2 than the duty ratio D1 respectively. Motor-current I is presented by the following equation containing the duty ratios D1, D2. D2 is defined as the linear function of D1: $D2 = a \cdot D1 + b$ (a, b are constants). When a, b are determined based on the driving condition, the motor-current I is represented by the following equation. With the relationship between the motor-current I and the duty ratio D1, discontinuous parts are eliminated even in the area where the motor-angular velocity (ω) is smaller than motor-angular velocity (ω_{ret}) during the period of time of steering wheel-return, and thereby the generation of noise due to oscillating current can be suppressed. $I = V_b / R [1 - (KT\omega_{ret} / \gamma V_b)] \cdot D1 - KT / R (\omega_{ret} - \omega)$.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

05.01.2001

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

3562053

[Date of registration] 11.06.2004

[Number of appeal against examiner's decision
of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平9-39810

(43) 公開日 平成9年(1997)2月10日

(51) Int.Cl.⁶

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

B 6 2 D 5/04

B 6 2 D 5/04

6/00

6/00

// B 6 2 D 101:00

119:00

137:00

審査請求 未請求 請求項の数 4 F D (全 12 頁)

(21) 出願番号

特願平7-216515

(22) 出願日

平成7年(1995)8月3日

(71) 出願人 000004204

日本精工株式会社

東京都品川区大崎1丁目6番3号

(72) 発明者 板倉 裕輔

群馬県前橋市鳥羽町78番地 日本精工株式会社内

(72) 発明者 遠藤 修司

群馬県前橋市鳥羽町78番地 日本精工株式会社内

(72) 発明者 小林 秀行

群馬県前橋市鳥羽町78番地 日本精工株式会社内

(74) 代理人 弁理士 貞重 和生

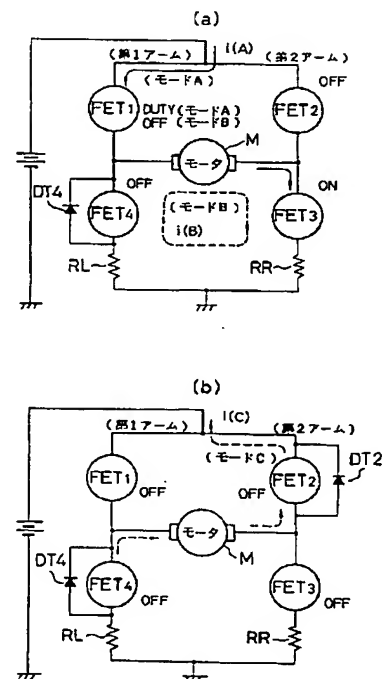
(54) 【発明の名称】 電動パワーステアリング装置の制御装置

(57) 【要約】

【課題】 Hブリッジ回路を使用した電動パワーステアリング装置のモータ制御回路で、ハンドル戻り時の振動電流の発生を押さえる駆動手段を提供する。

【解決手段】 FET1をデューティ比D1で、FET3をFET1のデューティ比D1よりも大きい(時間的に長い)デューティ比D2で同時に、それぞれ独立に駆動する。モータ電流Iはデューティ比D1、D2を含む以下の式で表される。D2をD1の一次の関数 $D2 = a \cdot D1 + b$ (a、bは定数)で定義し、駆動条件に基づいてa、bを決定するとモータ電流Iは以下の式で表され、モータ電流Iに対するデューティ比D1の関係はモータ角速度 ω がハンドル戻しの時のモータ角速度 ω_{ret} よりも小さい領域においても不連続部分がなくなり、振動電流に基づくノイズの発生を押さえることができる。

$$I = Vb / R \{1 - (K_t \omega_{ret} / \gamma Vb)\} \cdot D1 - K_t / R (\omega_{ret} - \omega)。$$



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 少なくともステアリングシャフトに発生する操舵トルク信号に基づいて演算された操舵補助指令値と検出されたモータ電流値から演算した電流制御値に基づいてステアリング機構に操舵補助力を与えるモータの出力を制御するフィードバック制御手段を備えた電動パワーステアリング装置の制御装置において、半導体素子を Hブリッジに接続して構成したブリッジ回路の入力端子間に電源を、出力端子間に前記モータを接続したモータ駆動手段と、

制御指令手段とを備え、

前記制御指令手段はモータ駆動回路を構成する Hブリッジ回路の互いに対向する 2つのアームを構成する 2個 1組の半導体素子のうち、第 1のアームの半導体素子を前記電流制御値に基づいて決定される第 1のデューティ比の PWM信号で駆動し、第 2のアームの半導体素子を前記第 1のデューティ比の関数で定義される第 2のデューティ比の PWM信号で駆動するべく、第 1のデューティ比の PWM信号と第 2のデューティ比の PWM信号とをそれぞれ独立して前記モータ駆動手段に出力することを特徴とする電動パワーステアリング装置の制御装置。

【請求項 2】 前記制御指令手段は、第 1のデューティ比の値を入力として所定の関数式により第 2のデューティ比の値を演算する演算部と、第 1のデューティ比の PWM信号を出力する第 1の PWM信号出力手段と、前記演算部で演算された第 2のデューティ比の値に基づいて第 2のデューティ比の PWM信号を出力する第 2の PWM信号出力手段とを備えることを特徴とする請求項 1記載の電動パワーステアリング装置の制御装置。

【請求項 3】 前記制御指令手段は、第 1のデューティ比の値を入力として所定の関数式により第 2のデューティ比の値を演算する演算部と、第 1のデューティ比及び第 2のデューティ比の信号をアナログ信号に変換する変換部と、PWM信号の 1サイクルに対応する波長の鋸歯状波信号又は三角波信号を発生する信号発生部と、信号変換部を備え、信号変換部において前記信号発生部から出力される波形信号を使用して前記アナログ信号の電圧に相当する時間幅の PWM信号を出力することを特徴とする請求項 1記載の電動パワーステアリング装置の制御装置。

【請求項 4】 前記制御指令手段は、第 1のデューティ比の信号に基づいて第 2のデューティ比のアナログ信号を発生させる関数発生手段と、第 1のデューティ比の信号をアナログ信号に変換する変換部と、PWM信号の 1サイクルに対応する波長の鋸歯状波信号又は三角波信号を発生する信号発生部と、信号変換部を備え、信号変換部において前記信号発生部から出力される波形信号を使用して前記アナログ信号の電圧に相当する時間幅の PWM信号を出力することを特徴とする請求項 1記載の電動パワーステアリング装置の制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 この発明は、電動パワーステアリング装置の制御装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 車両用の電動パワーステアリング装置には、操向ハンドルの操作によりステアリングシャフトに発生する操舵トルクその他を検出し、その検出信号に基づいてモータの制御目標値である操舵補助指令値を演算し、電流フィードバック制御回路において、前記した制御目標値である操舵補助指令値とモータ電流の検出値との差を電流制御値として求め、電流制御値によりモータを駆動して操向ハンドルの操舵力を補助するものがある。

【0003】 このような電動式パワーステアリング装置では、図 14 に示すように、4 個の電界効果型トランジスタ FET1 ~ FET4 をブリッジに接続して第 1 及び第 2 の 2 つのアームを備えた Hブリッジ回路を構成し、その入力端子間に電源 V を、出力端子間に前記モータ M を接続したモータ制御回路が使用されている。

【0004】 そして、前記モータ制御回路を構成する Hブリッジ回路の互いに対向する 2 つのアームを構成する 2 個 1 組の FET のうち、第 1 のアームの FET1 (或いは第 2 のアームの FET2) を電流制御値に基づいて決定されるデューティ比 D の PWM 信号 (パルス幅変調信号) で駆動することにより、モータ電流の大きさが制御される。

【0005】 また、前記電流制御値の符号に基づいて第 2 のアームの FET3 を ON、第 1 のアームの FET4 を OFF (或いは第 2 のアームの FET3 を OFF、第 1 のアームの FET4 を ON) に制御することにより、モータ M の回転方向が制御される。

【0006】 FET3 が導通状態にあるときは、電流は FET1、モータ M、FET3 を経て流れ、モータ M に正方向の電流が流れる。また第 2 のアームの FET4 が導通状態にあるときは、電流は FET2、モータ M、FET4 を経て流れ、モータ M に負方向の電流が流れる。

【0007】 このモータ制御回路は、同一アーム上の FET が同時に駆動されることがないのでアームが短絡される可能性が低く、信頼性が高いため、広く利用されている (一例として特公平 5-10270 号公報参照)。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】 図 15 は、モータ電流 I (モータに実際に流れる電流であり、検出電流 i とは異なる) と PWM 信号のデューティ比 D との関係を示すものである。即ち、操向ハンドルが操作されて操舵トルクが発生している状態では、モータ電流 I とデューティ比 D との関係は、図 15 において線 (a) で示すように変化し、制御回路において操舵トルクの検出信号に基づいてモータの制御目標値である操舵補助指令値 I ref が

10

20

30

40

50

演算され、操舵補助指令値 I_{ref} とフィードバックされるモータ電流の検出値 i との差の電流制御値 E がモータ駆動回路に出力されるから、モータ駆動回路の半導体素子を制御するデューティ比 D はある値をとり、格別の支障は生じない。

【0009】しかしながら、操向ハンドルを切つた後、セルフアライニングトルクにより操向ハンドルが直進走行位置に戻るとき（以下、「ハンドル戻し」という）は、操舵トルクが発生していない状態にあるから、モータの制御目標値である操舵補助指令値 I_{ref} は零となるが、モータに逆起電力が発生するため、モータ電流 I とデューティ比 D との関係は、図15において線（b）で示すように、逆起電力に相当するだけ上方に移動変化し、デューティ比 D の値が零の付近でモータ電流 I とデューティ比 D との関係に不連続部分が生じる。

【0010】一方、フィードバック制御回路は電流制御値 E を演算しようとするが、操舵補助指令値 I_{ref} に対応するデューティ比 D がいないため、図15において線（c）で示すように、モータ電流 I の不連続部分にはほぼ対応した振幅の振動電流が電流制御値 E として出力される。

【0011】このような振動電流の発生は、雑音の発生源となるほかフィードバック制御の安定性を阻害する原因ともなるので、その対策が求められていた。この発明は上記課題を解決することを目的とするものである。

【0012】

【課題を解決するための手段】この発明は上記課題を解決するもので、少なくともステアリングシャフトに発生する操舵トルク信号に基づいて演算された操舵補助指令値と検出されたモータ電流値から演算した電流制御値に基づいてステアリング機構に操舵補助力を与えるモータの出力を制御するフィードバック制御手段を備えた電動パワーステアリング装置の制御装置において、半導体素子をHブリッジに接続して構成したブリッジ回路の入力端子間に電源を、出力端子間に前記モータを接続したモータ駆動手段と、前記モータ駆動回路を構成するHブリッジ回路の互いに対向する2つのアームを構成する2個1組の半導体素子のうち、第1のアームの半導体素子を前記電流制御値に基づいて決定される第1のデューティ比のPWM信号で駆動し、第2のアームの半導体素子を前記第1のデューティ比の関数で定義される第2のデューティ比のPWM信号で駆動するため、前記第1のデューティ比のPWM信号と第2のデューティ比のPWM信号とをそれぞれ独立して前記モータ駆動手段に出力する制御指令手段とを備えたことを特徴とする。

【0013】

【作用】制御指令手段は、モータ駆動回路を構成するHブリッジ回路の互いに対向する2つのアームを構成する2個1組の半導体素子のうち、第1のアームの半導体素子を前記電流制御値に基づいて決定される第1のデュー

ティ比のPWM信号で駆動し、第2のアームの半導体素子を前記第1のデューティ比の関数で定義される第2のデューティ比のPWM信号で、それぞれ独立に駆動する。これにより、ハンドル戻りの状態など操舵トルクが発生していない状態のときも、デューティ比 D の値が零の付近でモータ電流 I とデューティ比 D との関係に不連続部分が生じることがなく、電流制御値 E として振動電流が出力されるおそれがない。

【0014】

【実施例】以下、この発明の実施例について説明する。まずこの発明の基本概念について説明する。先に図15により説明した通り、操向ハンドルを切つた後、セルフアライニングトルクにより操向ハンドルが直進走行位置に戻るハンドル戻りの状態では、操舵トルクが発生していない状態にあるから、モータの制御目標値である操舵補助指令値 I_{ref} は零となるが、モータに逆起電力が発生するため、モータ電流 I とデューティ比 D との関係は、図15において線（b）で示すように、逆起電力に相当するだけ上方に移動変化し、デューティ比 D の値が零の付近でモータ電流 I とデューティ比 D との関係に不連続部分が生じ、モータ電流 I の不連続部分にはほぼ対応した振幅の振動電流が出力され、雑音の発生その他の不都合が生じる。

【0015】このため、この発明では前記したモータ電流 I とデューティ比 D との間の不連続部分を連続させるように制御し、即ち、図16に示すようにハンドル戻り時におけるモータ電流 I とデューティ比 D との関係を示す線（b）の上でデューティ比 $D = \gamma$ のときのモータ電流 I を示す p 点と原点 o との間を連続するようにモータ電流 I とデューティ比 D との関係を制御して課題を解決するものである。

【0016】具体的には $FET3$ と $FET4$ を前記したデューティ比 $D1$ の1次の関数式で定義されるデューティ比 $D2$ のPWM信号で駆動するものであり、実施方法としては、デューティ比 D の小さい領域では第1のアームの $FET1$ と第2のアームの $FET3$ とを同時に、且つ異なるデューティ比 D で駆動するものである。

【0017】なお、デューティ比 $D1$ が γ よりも大きい領域では、従来の駆動方法、即ち $FET3$ （又は $FET4$ ）が電流方向により ON 又は OFF に制御される制御方法による。

【0018】ここで、まず、従来の駆動方法のように $FET3$ （又は $FET4$ ）を、PWM信号の符号により決定されるモータの回転方向に応じて ON （又は OFF ）に維持する制御をせず、 $FET1$ （又は $FET2$ ）と同時に、且つ異なるデューティ比で駆動した場合を検討する。

【0019】図17は $FET1$ と $FET3$ を、同時に、且つ異なるデューティ比で駆動した場合の動作を説明する図であり、また、図18は第1のアームの $FET1$ と

第2のアームのFET3とを同時に、且つ異なるデューティ比Dで駆動するときのFETの動作状態とモータ端子間電圧VM、モータ端子間電圧VMからモータ逆起電力KTωの影響を差し引いた値Ri、及びモータ電流Iの関係を説明する図である。

【0020】今、FET1をデューティ比D1で駆動すると共に、FET3をFET1のデューティ比D1よりも大きい(即ち、時間的に長い)デューティ比D2で駆動し、FET2とFET4はOFFに維持するものとする。図18の(a)及び(b)はFET1及びFET3の時間に対するON/OFFの状態を示している。

【0021】このとき、モータ端子間電圧VMは図18の(c)のように変化する。即ち、まず、FET1及びFET3が共にON(この状態をモードAと呼ぶ)のときは、モータMの端子間にはバッテリー電圧Vbが印加される。次に、FET1がOFFでFET3がON(この状態をモードBと呼ぶ)のときはモータMの端子間電圧*

$$I = \{(D1 + D2 - 1) \cdot Vb / R\} - Kr \omega / R \dots (1)$$

但し、D1:デューティ比D1、D2:デューティ比D2、Vb:バッテリー電圧、R:モータ端子間抵抗、Kr:モータの逆起電力定数、ω:モータ角速度
ここで、D2 = f(D1)のように、デューティ比D2をデューティ比D1の連続した関数とし、ω = ωret、D1 = 0のとき、I = 0となるような関数fを定義すれ*

$$D2 = a \cdot D1 + b \dots (2)$$

但し、a、bは定数。

【0027】定数a、bを求めるため、まず、以下の条件を設定する。

【0028】(1)デューティ比D1 = γのとき、デューティ比D2 = 1(100%)、但し、γは任意の設定値
(2)デューティ比D1 = 0、且つω = ωretのとき、I = 0但し、ωはモータ角速度、ωretはハンドル戻り時のモータ角速度とする。

【0029】上記条件(1)は図16においてデューティ比D1 = γのときの線(b)上の点pの位置を決定する条件であり、通常の駆動状態に一致する。

【0030】また、条件(2)は図16において線(b)★

$$a = -Kr \omega_{ret} / \gamma Vb \dots (3)$$

$$b = 1 + Kr \omega_{ret} / Vb \dots (4)$$

このときのモータ電流Iは、式(1)のD2に式(2) 40☆る。

を代入し、これに式(3)(4)で決定される定数a、

bを代入して整理した以下の式(5)で表すことができ☆

$$I = Vb / R \{1 - (Kr \omega_{ret} / \gamma Vb)\} \cdot D1 - Kr / R (\omega_{ret} - \omega) \dots (5)$$

式(5)によれば、モータ電流Iとデューティ比Dとの間の関係は、モータ角速度ωがハンドル戻り時のモータ角速度ωretよりも小さい領域においても不連続部分がなくなる。

【0035】即ち、FET1をデューティ比D1で駆動し、これと同時にFET3をデューティ比D1とは異な

*は零になる。

【0022】さらにFET1及びFET3が共にOFF(この状態をモードCと呼ぶ)のときは、モータMの端子間には負方向のバッテリー電圧-Vbが印加される。即ち、モードCでは、FET1及びFET3が共にOFFであるため、モータMには図17(b)で示すように、抵抗Ri → FET4の回生ダイオードDT4 → モータM → FET2の回生ダイオードDT2 → 電源に至る電流回路が形成され、モータMの端子間電圧VMは負方向のバッテリー電圧-Vbとなる。

【0023】FET1とFET3を同時に、且つ異なるデューティ比で駆動してモータ電流が平衡状態になったとき、PWM信号の周期がモータの電氣的時定数に比較して十分に短い場合には、モータ電流Iは近似的に以下の式(1)により表すことができる。

【0024】

※ば、0 ≤ ω ≤ ωretの範囲で、デューティ比D対モータ電流I特性に連続性を持たせることができる。

【0025】ここで、関数fの一例として、以下の一次関数式(2)を定義する。

【0026】

★が原点oを通ることを決定する条件である。したがって、上記条件を満たす定数a、bを求めることにより、点pと原点oを結ぶ1次の関数を決定することができる。

【0031】なお、デューティ比D1がγよりも大きい領域では、従来の駆動方法、即ちFET3(又はFET4)が電流方向によりON又はOFFに制御される制御方法と変わらない。

【0032】前記条件を満たす定数a、bは、以下の式(3)(4)で表される。

【0033】

【0034】

るデューティ比D2で駆動することにより、モータ角速度ωがハンドル戻り時のモータ角速度ωretよりも小さい領域においても、モータ電流Iに対してデューティ比D1を連続して変化させることができるのである。

【0036】次に、図1乃至図3により、この発明を実施するに適した電動パワーステアリング装置の概略を説

明する。図1は電動パワーステアリング装置の構成の概略を説明する図で、操向ハンドル1の軸2は減速ギア4、ユニバーサルジョイント5a、5b、ピニオンラック機構7を経て操向車輪のタイロッド8に結合されている。軸2には操向ハンドル1の操舵トルクを検出するトルクセンサ3が設けられており、また、操舵力を補助するモータ10がクラッチ9、減速ギア4を介して軸2に結合している。

【0037】パワーステアリング装置を制御する電子制御回路13は、バッテリー14からイグニッションキー11を経て電力が供給される。電子制御回路13は、トルクセンサ3で検出された操舵トルクと車速センサ12で検出された車速に基づいて操舵補助指令値の演算を行い、演算された操舵補助指令値に基づいてモータ10に供給する電流を制御する。

【0038】クラッチ9は電子制御回路13により制御される。クラッチ9は通常の動作状態では結合しており、電子制御回路13によりパワーステアリング装置の故障と判断された時、及び電源がOFFとなつている時に切離される。

【0039】図2は、電子制御回路13のブロック図である。この実施例では電子制御回路13は主としてCPUから構成されるが、ここではそのCPU内部においてプログラムで実行される機能を示してある。例えば、位相補償器21は独立したハードウェアとしての位相補償器21を示すものではなく、CPUで実行される位相補償機能を示す。

【0040】以下、電子制御回路13の機能と動作を説明する。トルクセンサ3から入力された操舵トルク信号は、位相補償器21で操舵系の安定を高めるために位相補償され、操舵補助指令値演算器22に入力される。また、車速センサ12で検出された車速も操舵補助指令値演算器22に入力される。

【0041】操舵補助指令値演算器22は、入力され位相補償された操舵トルク信号及び車速信号に基づいて所定の演算式によりモータ10に供給する電流の制御目標値である操舵補助指令値I_{ref}を演算する。

【0042】比較器23、微分補償器24、比例演算器25、積分演算器26、加算器27から構成される回路は、モータ電流が操舵補助指令値I_{ref}に一致するようにフィードバック制御を行う回路である。

【0043】比較器23では、操舵補助指令値演算器22で演算された制御目標値である操舵補助指令値I_{ref}と後述するモータ電流検出回路42で検出されたモータ電流値Iが比較され、その差の信号が出力される。

【0044】比例演算器25では、操舵補助指令値I_{ref}とモータ電流値Iとの差に比例した比例値が出力される。さらに比例演算器25の出力信号はフィードバック系の特性を改善するため積分演算器26において積分され、差の積分値の比例値が出力される。

【0045】微分補償器24では、操舵補助指令値I_{ref}に対するモータ電流値Iの応答速度を高めるため、操舵補助指令値I_{ref}の微分値に比例した値が出力される。

【0046】微分補償器24から出力された操舵補助指令値I_{ref}の微分値、比例演算器25から出力された操舵補助指令値I_{ref}とモータ電流値Iとの差に比例した比例値、積分演算器26から出力された積分値は加算器27において加算演算され、演算結果である電流制御値Eがモータ制御回路41に出力される。モータに流れる電流はモータ電流検出回路42により検出される。

【0047】図3にモータ制御回路41の構成の一例を示す。モータ制御回路41は制御指令器45、ゲート駆動回路46、FET1～FET4からなるHブリッジ回路等から構成され、制御指令器45は加算器27から入力された電流制御値Eに基づいてFET1～FET4を駆動するPWM信号およびモータ回転方向を指示する回転方向信号を出力する。

【0048】FET1（FET2）は前記した制御指令器45から出力されるデューティ比D1のPWM信号に基づいてゲートがON/OFFされ、FET3（FET4）はデューティ比D2のPWM信号に基づいてゲートがON/OFFされ、実際にモータに流れる電流Iの大きさが制御される。

【0049】FET1とFET2のいずれを駆動するか、またFET3とFET4のいずれを駆動するかはモータの回転方向を決定する回転方向信号により決定される。

【0050】モータ電流検出回路42は、抵抗R1の両端における電圧降下に基づいて正方向電流の大きさを検出し、また、抵抗R2の両端における電圧降下に基づいて負方向電流の大きさを検出する。検出されたモータ電流値Iは比較器23にフィードバックして入力される（図2参照）。

【0051】次に、上記した制御指令器45の構成を説明する。図4は制御指令器の第1実施例で、マイクロプロセッサ451と2つのPWMタイマ452、453から構成される。この構成では、入力された電流制御値Eに基づいてPWMタイマ452を作動させてデューティ比D1の時間幅のPWM信号D1を出力すると共に、同時にマイクロプロセッサ451にPWM信号D1を入力し、先に説明した関数式（2）に基づいてデューティ比D2を演算し、PWMタイマ453を作動させてデューティ比D2の時間幅のPWM信号D2を演算出力する。

【0052】ゲート駆動回路46は、例えば図5に示すような4個のアンド回路AN1～AN4と1個のノット回路NT1から構成される回路が提案される。

【0053】この回路によれば、回転方向信号がON（例えば正方向回転を示す）でPWM信号D1及びD2が入力されたたすると、アンド回路AN2の出力により

FET2 が駆動されるとともに、アンド回路AN4 の出力によりFET4 が駆動される。このとき、ノット回路NT1 の出力はOFFであるから、アンド回路AN1 及びAN3 の出力はなく、FET1、FET3 はOFFとなる。

【0054】回転方向信号がOFF（例えば負方向回転を示す）で、PWM信号D1 及びD2 が入力されたとなると、ノット回路NT1 の出力はONとなるから、アンド回路AN1 の出力によりFET1 が駆動されるとともに、アンド回路AN3 の出力によりFET3 が駆動される。このとき、アンド回路AN2 及びAN4 の出力はなく、FET2、FET4 はOFFとなる。

【0055】図6は制御指令器の第2実施例で、マイクロプロセッサ451と2つのD/A変換器454、455、2つのコンパレータ456、457、及び信号発生器458から構成される。

【0056】この構成では入力された電流制御値Eに基づいてデューティ比D1 に相当するアナログ信号AD1、及び関数式(2)の演算の結果得られたデューティ比D2に基づいてこれに相当するアナログ信号AD2を得、コンパレータ456、457により信号発生器458から出力されるPWM信号の1サイクルに対応する波長の鋸歯状波信号或いは三角波信号とアナログ信号AD1 及びADとを比較し、アナログ信号AD1 及びADの電圧に相当する時間幅のPWM信号D1 及びPWM信号D2を出力するものである。図7に鋸歯状波信号発生回路の一例を、図8に三角波信号発生回路の一例を示すが、信号発生回路は公知の回路であるから説明は省略する。

【0057】図9は、コンパレータ456、457により信号発生器458から出力される鋸歯状波信号とアナログ信号AD1、AD2とを比較して出力されるPWM信号D1 及びPWM信号D2、及びモータに印加される電圧の波形を示したもので、図10は三角波信号とアナログ信号AD1、AD2とを比較して出力されるPWM信号D1 及びPWM信号D2、及びモータに印加される電圧の波形を示したものである。図9と図10を比較すると明らかであるが、三角波信号の場合はPWM信号D1のPWM信号D2の立上り位置にずれがあり、モータに印加される電圧波形も相違するが、その動作に実質的な差異が生じるものではない。

【0058】図11は制御指令器の第3実施例で、マイクロプロセッサ451とD/A変換器454、デューティ関数発生器459、2つのコンパレータ456、457、及び信号発生器458から構成される。

【0059】この構成では入力された電流制御値Eに基づいてデューティ比D1 に相当するアナログ信号AD1を得、また関数式(2)に基づく関数発生回路を備えたデューティ関数発生器459において、アナログ信号AD1を入力としてデューティ比D2 に相当するアナログ

信号AD2を得、コンパレータ456、457により信号発生器458から出力されるPWM信号の1サイクルに対応する波長の鋸歯状波信号或いは三角波信号とアナログ信号AD1 及びADとを比較し、アナログ信号AD1 及びADの電圧に相当する時間幅のPWM信号D1 及びPWM信号D2を出力するものである。デューティ関数発生器459は、例えば図12、図13に示すような一般的オペアンプを使用したアナログ回路の組み合わせによる構成が提案される。

【0060】コンパレータ456、457、信号発生器458などは、第2実施例のものと同一であり、また、コンパレータ456、457の出力も第2実施例において図9、図10により説明したものと変わらない。

【0061】以上説明したとおり、この発明では、第2のアームの半導体素子を第1のデューティ比の関数で定義される第2のデューティ比のPWM信号で駆動するものであり、実施例ではデューティ比D2をデューティ比D1の1次の関数として定義している。しかし、これに限られず、デューティ比の値が零の付近の境界領域において、モータ電流とデューティ比の関係を連続的に変化させることができる適当な関数を定義してもよい。

【0062】

【発明の効果】以上説明したとおり、この発明の電動パワーステアリング装置の制御装置は、モータ駆動回路を構成するHブリッジ回路の互いに対向する2つのアームを構成する2個1組の半導体素子のうち、第1のアームの半導体素子を前記電流制御値に基づいて決定される第1のデューティ比のPWM信号で駆動し、第2のアームの半導体素子を前記第1のデューティ比の関数で決定される第2のデューティ比のPWM信号で、それぞれ独立に駆動するものである。

【0063】これにより、ハンドル戻り時などで操舵トルクが発生していない状態のときも、デューティ比の値が零の付近でモータ電流とデューティ比との間に不連続部分がなくなるので振動電流が発生せず、雑音の発生やフィードバック制御の安定性を阻害することがない。

【図面の簡単な説明】

【図1】電動式パワーステアリング装置の構成の概略を説明する図。

【図2】電動式パワーステアリング装置の電子制御回路のブロック図。

【図3】モータ駆動回路の構成を示す回路ブロック図。

【図4】制御指令器の第1実施例の構成を示す回路ブロック図。

【図5】ゲート駆動回路の構成の一例を示す回路ブロック図。

【図6】制御指令器の第2実施例の構成を示す回路ブロック図。

【図7】鋸歯状波信号発生回路の構成の一例を示す回路ブロック図。

【図8】三角波信号発生回路の構成の一例を示す回路ブロック図。

【図9】第2実施例における鋸歯状波信号波形とPWM信号のデューティ比及びモータ電圧を説明する図。

【図10】第2実施例における三角波信号波形とPWM信号のデューティ比及びモータ電圧を説明する図。

【図11】制御指令器の第3実施例の構成を示す回路ブロック図。

【図12】第3実施例のデューティ関数発生器の一例を示す回路ブロック図。

【図13】第3実施例のデューティ関数発生器の一例を示す回路ブロック図。

【図14】従来のFETで構成したHブリッジ回路からなるモータ駆動回路図。

【図15】従来のモータ制御回路におけるモータ電流とPWM信号のデューティ比との関係を説明する図。

【図16】この発明におけるモータ制御回路におけるモータ電流とPWM信号のデューティ比との関係を説明する図。

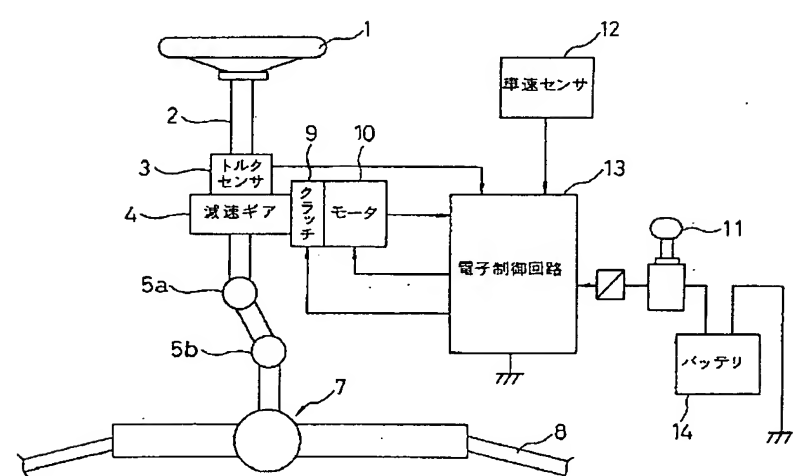
【図17】Hブリッジ回路の互いに対向する2つのア

* ムのFETを同時に異なるデューティ比で駆動するときの動作を説明する図。

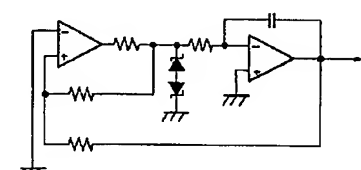
【図18】FETの動作状態、モータ端子間電圧 V_M 、モータ電流 I などの関係を説明する図。

- 【符号の説明】
- 3 トルクセンサ
 - 10 モータ
 - 11 イグニッションキー
 - 12 車速センサ
 - 10 13 電子制御回路
 - 14 バッテリ
 - 21 位相補償器
 - 22 操舵補助指令値演算器
 - 23 比較器
 - 24 微分補償器
 - 25 比例演算器
 - 26 積分演算器
 - 27 加算器
 - 41 モータ制御回路
 - 42 モータ電流検出回路

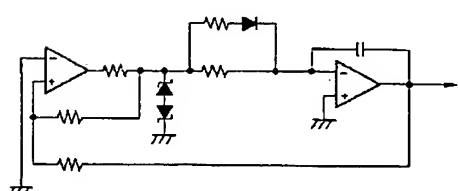
【図1】



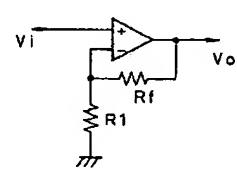
【図8】



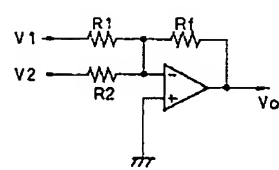
【図7】



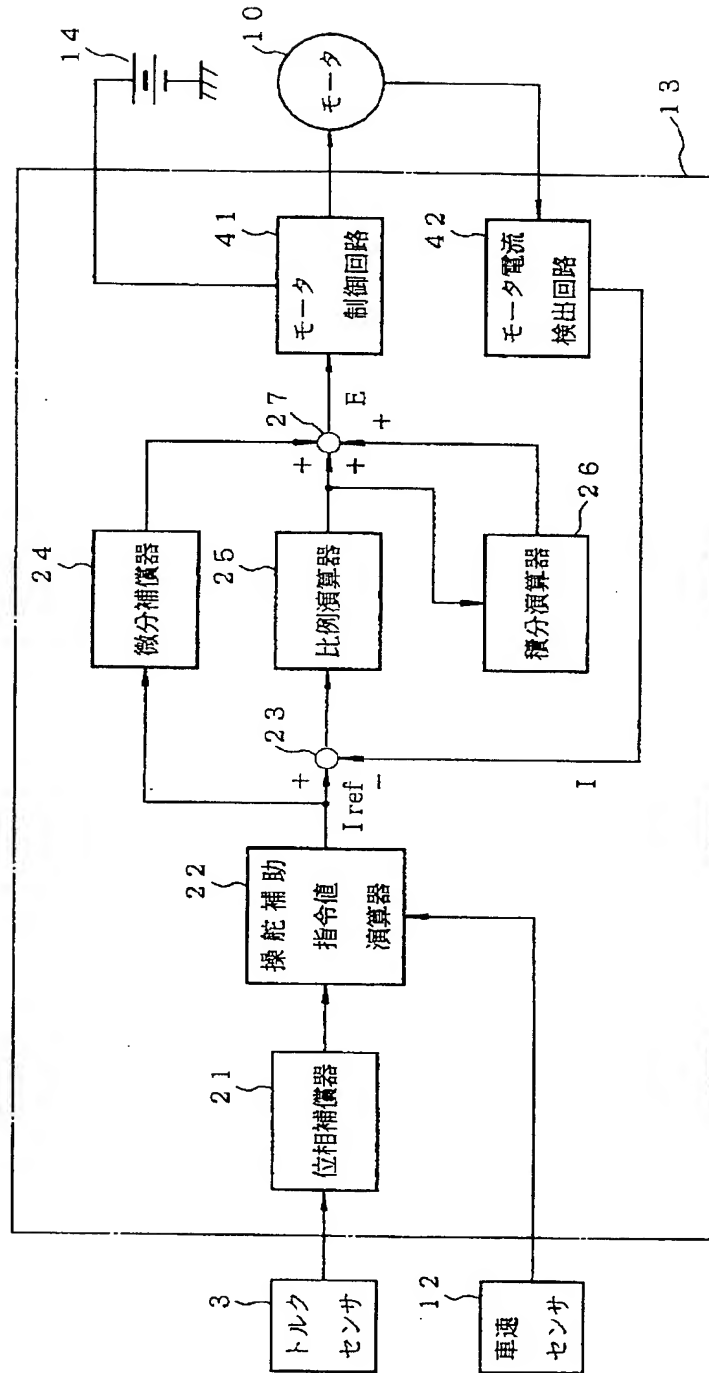
【図12】



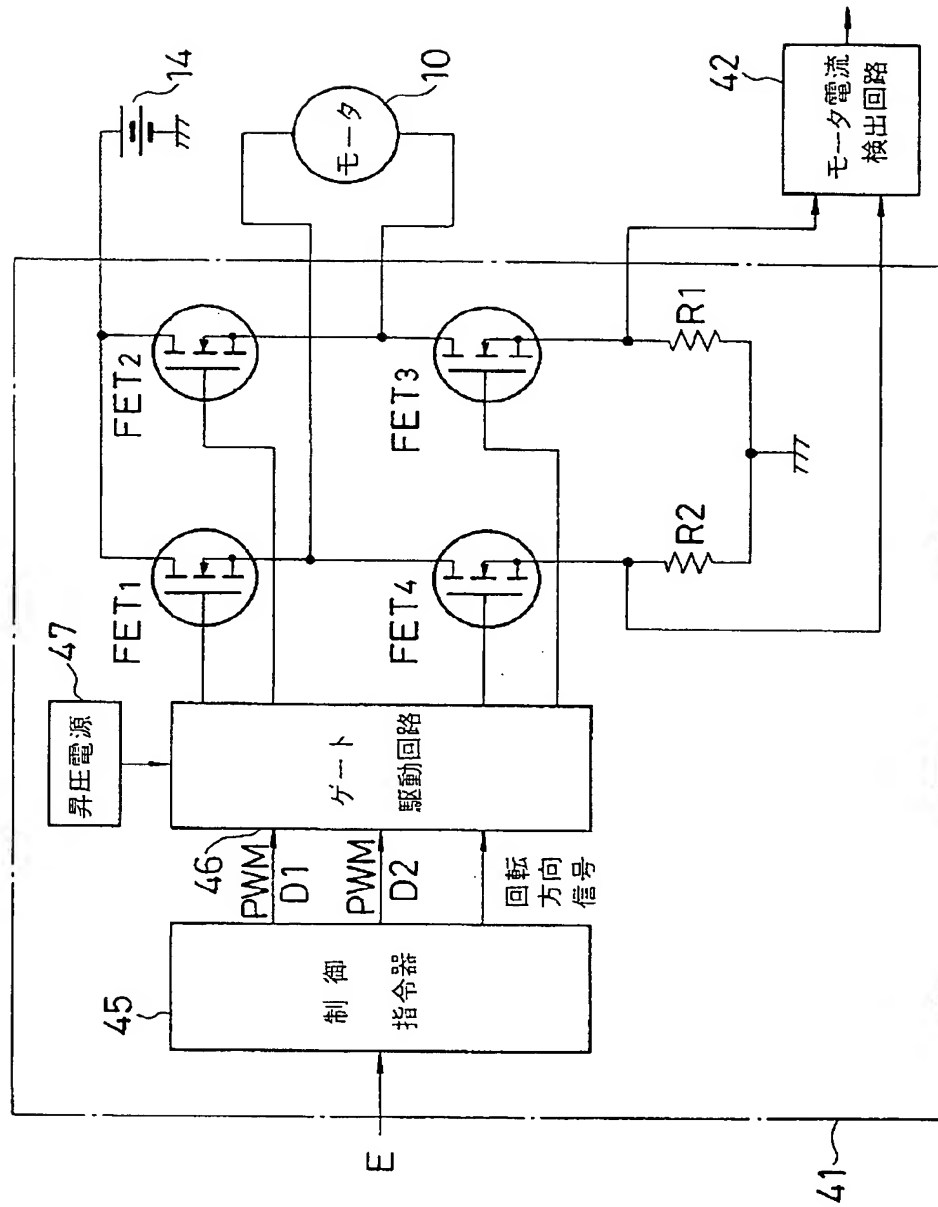
【図13】



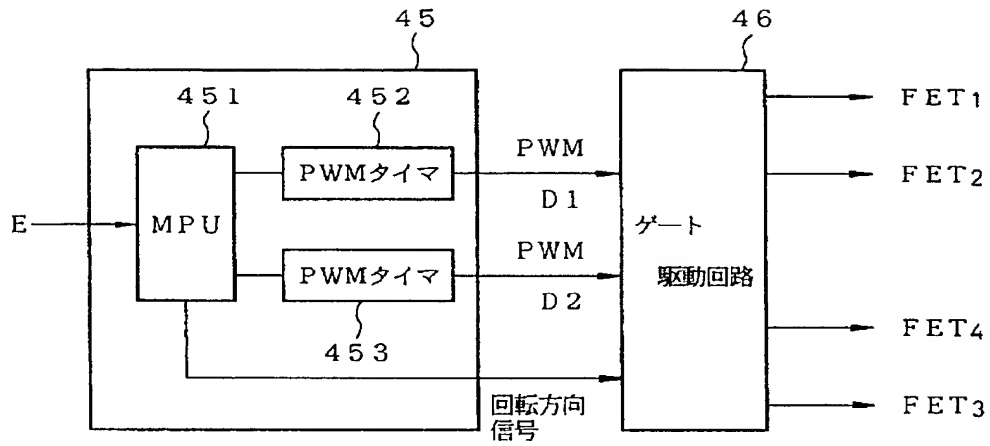
【図2】



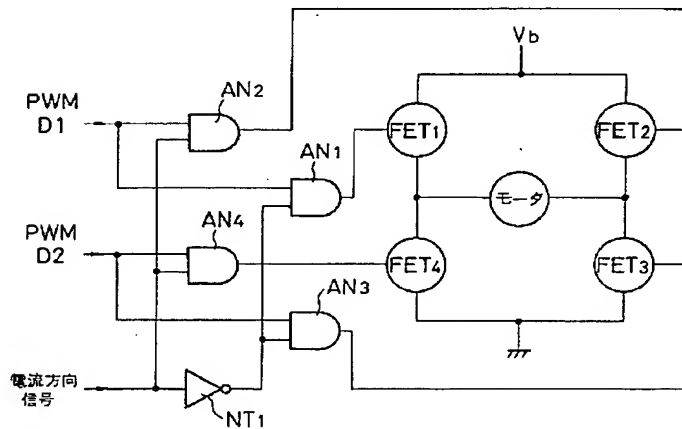
【図3】



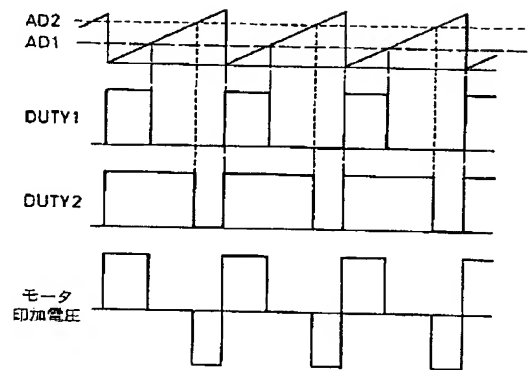
【図4】



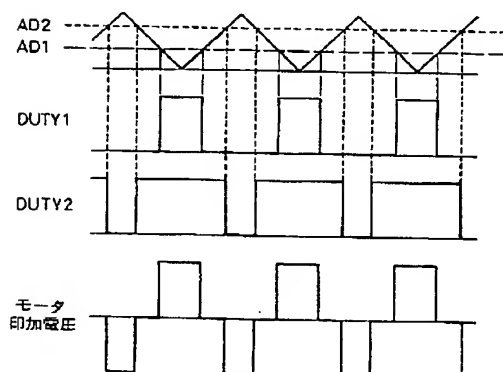
【図5】



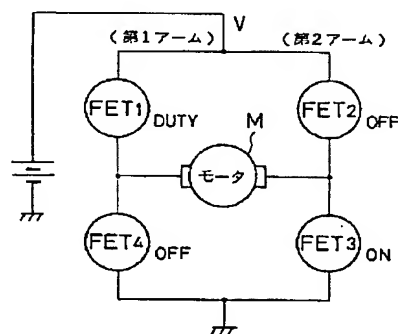
【図9】



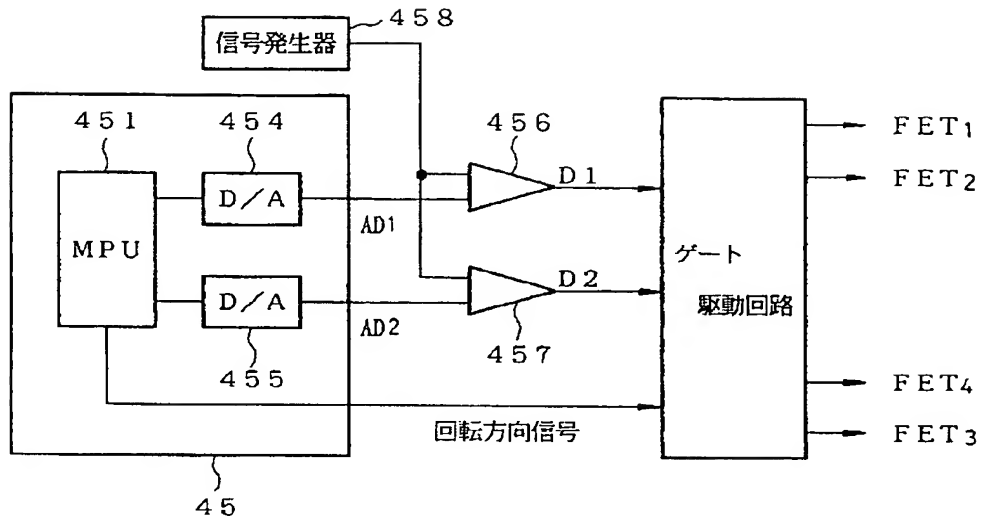
【図10】



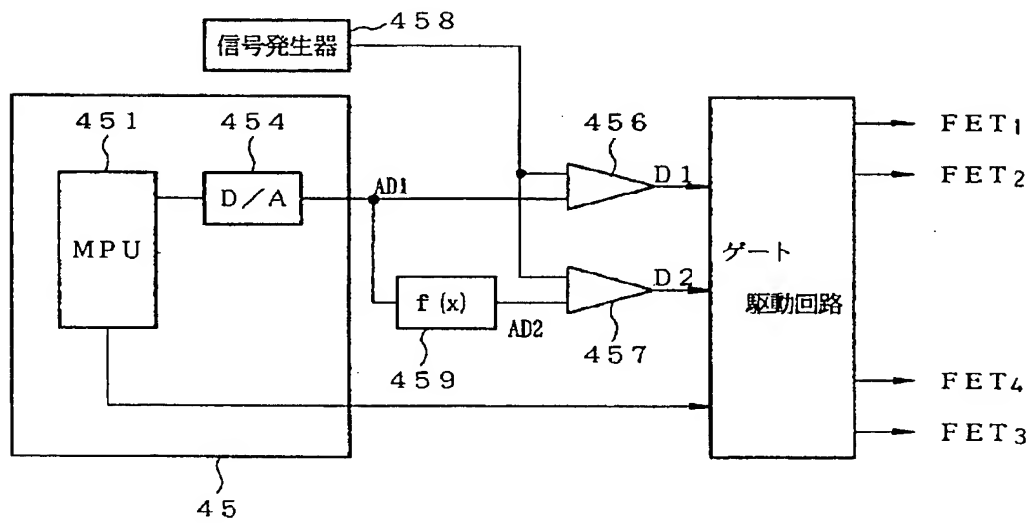
【図14】



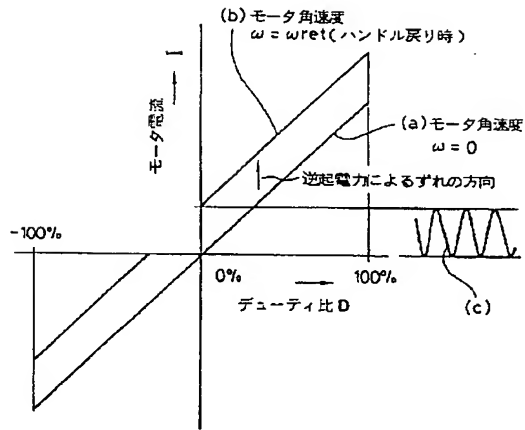
【図6】



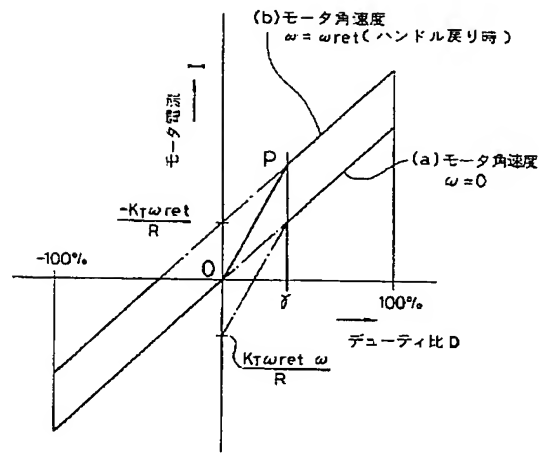
【図11】



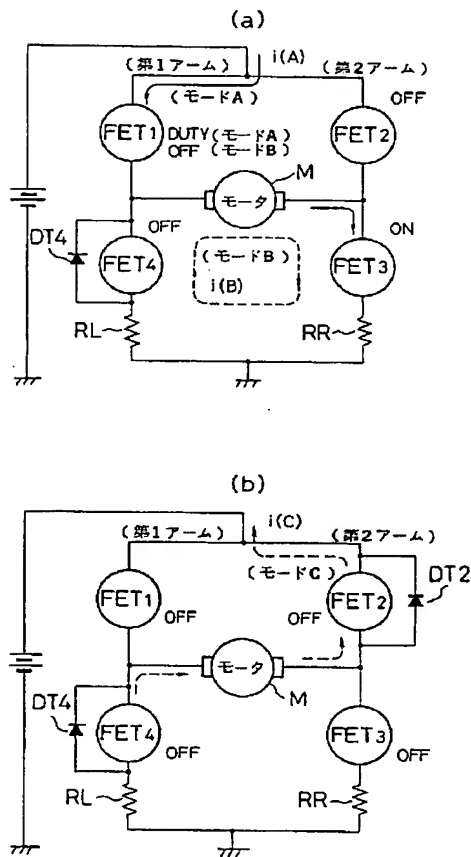
【図15】



【図16】



【図17】



【図18】

